

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-61955

(43)公開日 平成6年(1994)3月4日

(51)Int.Cl.⁵
H 04 H 5/00

識別記号 庁内整理番号
G 8020-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数8(全7頁)

(21)出願番号 特願平4-210149
(22)出願日 平成4年(1992)8月6日

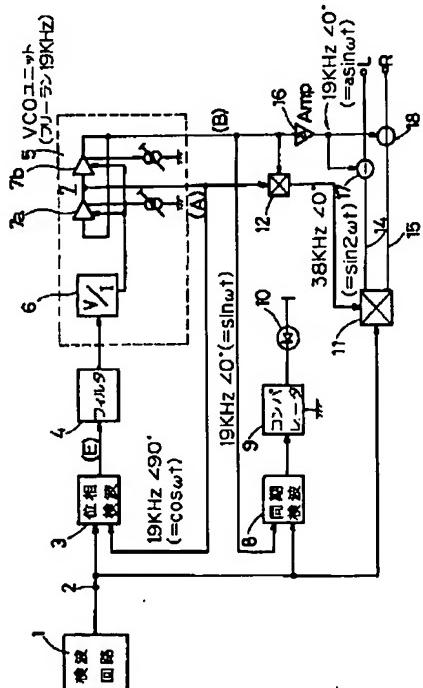
(71)出願人 000116024
ローム株式会社
京都府京都市右京区西院溝崎町21番地
(72)発明者 竹田 克
京都市右京区西院溝崎町21番地 ローム株
式会社内
(72)発明者 林 成嘉
京都市右京区西院溝崎町21番地 ローム株
式会社内
(74)代理人 弁理士 佐野 静夫

(54)【発明の名称】 ステレオマルチブレクサ回路及びその発振回路

(57)【要約】

【目的】無調整化に適した発振回路及びそれを用いたステレオマルチブレクサ回路を提供する。

【構成】本発明のステレオマルチブレクサ回路は、(L+R)信号と、(L-R)信号と、バイロット信号とかなるコンポジット信号の処理に必要な発振信号を、時定数をもつフィルタ7a、7bと、発振条件を充足するように前記フィルタの出力を入力側へ帰還する反転増幅器とから成る正弦波発振回路7によって得るとともに、該発振回路7の発振周波数を前記バイロット信号を用いて制御する。フィルタは差動増幅器より成るgm増幅器とコンデンサとで構成されており、前記差動増幅器の定電流源は、その定電流設定用のトリミング回路に接続されている。



1

2

【特許請求の範囲】

【請求項1】 R信号成分及びL信号成分を有する第1の音声信号と、R信号成分及びL信号成分を有する第2の音声信号と、バイロット信号とからなるコンポジット信号を処理してL信号及びR信号を出力するステレオマルチブレクサ回路において、

前記コンポジット信号の処理に必要な発振信号を時定数をもつフィルタと、発振条件を充足するように前記フィルタの出力を該フィルタの入力側へ帰還する手段とからなる発振回路によって得るとともに、該発振回路の発振周波数を前記バイロット信号を用いて制御するようにしたことを特徴とするステレオマルチブレクサ回路。

【請求項2】 前記発振回路の出力は前記バイロット信号により位相検波器で位相検波され、その位相検波出力で前記フィルタの時定数が制御されることを特徴とする請求項1に記載のステレオマルチブレクサ回路。

【請求項3】 前記フィルタはgm増幅器とコンデンサとでローパスフィルタ型に構成されており、前記位相検波出力によってgm増幅器のgmが制御されることを特徴とする請求項2に記載のステレオマルチブレクサ回路。

【請求項4】 前記gm増幅器は差動増幅器で構成されており、その定電流が前記位相検波出力で可変されることを特徴とする請求項3に記載のステレオマルチブレクサ回路。

【請求項5】 前記フィルタは差動増幅器より成るgm増幅器とコンデンサで構成されており、前記差動増幅器の定電流源は、その定電流設定用のトリミング回路に接続されている請求項1に記載のステレオマルチブレクサ回路。

【請求項6】 前記フィルタは差動増幅器よりなる從統接続された一対のgm増幅器と、コンデンサとから構成されており、一方のgm増幅器を成す差動増幅器の定電流が前記バイロット信号に基いて制御され、他方のgm増幅器を成す差動増幅器の定電流源は、温度補償回路に接続されていることを特徴とする請求項1に記載のステレオマルチブレクサ回路。

【請求項7】 前記発振器の出力を用いてL信号及びR信号に含まれるバイロット信号をキャンセルするバイロットキャンセラ回路を有する請求項1乃至請求項6のいずれかに記載のステレオマルチブレクサ回路。

【請求項8】 時定数をもつフィルタと、発振条件を充足するように前記フィルタの出力を入力側へ帰還する手段とからなり、前記フィルタは差動増幅器より成るgm増幅器とコンデンサとで構成されており、前記差動増幅器の定電流源は、その定電流設定用のトリミング回路に接続されていることを特徴とする発振回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明はFMチューナ等に用いられるステレオマルチブレクサ回路及びそれに用いる発振

回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 この種のステレオマルチブレクサ回路は、例えば(L+R)音声信号と(L-R)音声信号とバイロット信号とからなるコンポジット信号を処理して左右のチャンネル信号L、Rを出力するが、そのコンポジット信号の処理に際して発振信号を用いる。

【0003】 従来のステレオマルチブレクサ回路に使用されているVCO(電圧制御型発振回路)はICに外付けしたCR時定数で発振周波数を調整する構成となっていた。そして、他にはセラミック発振子を外付けし、調整を廃した方式があり、その発振子としては456kHzのセラミック発振子を用いたものが多い。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、このような従来の回路では経年変化や温度依存性が発振子の特性に依るため、発振子としてセラミック発振子を用いた場合には、それらの経年変化や温度依存性は良好であるが、VCOのフリーラン周波数も発振子の特性のみで決ってしまうため、コンポジット信号の処理に必要な19kHzや38kHz等の比較的低い周波数を得るためにセラミック発振子の456kHzを分周(24分周、12分周)するための分周器が沢山必要となり、ICのチップ面積が増大するという欠点があった。

【0005】 しかもその分周によって得られる周波数(例えば19kHz)は矩形波であるため、コンポジット信号中のバイロット信号を出力チャンネルにおいてキャンセルするために分周出力を正弦波に変換しなければならないという面倒もあった。

【0006】 本発明はこのような点に鑑みなされたものであって、セラミック発振子等を必要としない発振回路及びそれを用いたステレオマルチブレクサ回路を提供することを目的とする。本発明の他の目的は無調整化に適した発振回路及びそれを用いたステレオマルチブレクサ回路を提供することにある。

【0007】

【課題を解決するための手段】 上記の目的を達成する本発明の発振回路は、時定数をもつフィルタと、発振条件を充足するように前記フィルタの出力を入力側へ帰還する手段とからなり、前記フィルタは差動増幅器より成るgm増幅器とコンデンサとで構成されており、前記差動増幅器の定電流源は、その定電流設定用のトリミング回路に接続されている。

【0008】 また本発明のステレオマルチブレクサ回路は、R信号成分及びL信号成分を有する第1の音声信号と、R信号成分及びL信号成分を有する第2の音声信号と、バイロット信号とからなるコンポジット信号の処理に必要な発振信号を、時定数をもつフィルタと、発振条件を充足するように前記フィルタの出力を入力側へ帰還する手段とからなる発振回路によって得るとともに、該

発振回路の発振周波数を前記パイロット信号を用いて制御するようにしている。

【0009】

【作用】このような構成によると、差動増幅器の定電流をコントロール信号で制御することによって g_m を制御し、発振周波数を任意かつ安定に制御することができる。また、フリーラン発振時の定電流をトリング調整することで、フィルタの構成素子のバラツキを吸収できるため、周波数のトリングが容易であるとともに、ステレオマルチブレクサ回路の無調整化を実現できる。

【0010】更に、上記正弦波発振回路を IC として形成する場合、コンデンサの温度係数はほぼ 0 である。従って、発振周波数の温度依存性は g_m の温度係数によって規定されるが、定電流に所定の温度係数をもたせて g_m の温度係数とキャンセルさせることで比較的簡単に発振周波数の温度補正が可能である。

【0011】また、任意の点で同一の周波数でかつ任意の位相差をもった信号を取り出すことができるため、PLL (フェーズ・ロックド・ループ) 化したときに移相器が不要である。

【0012】

【実施例】以下、本発明の実施例について説明する。図 1 は本発明を実施したステレオマルチブレクサ回路の全体の構成図であり、同図において、入力端子 2 には検波回路 1 でモノラル検波して得られたステレオ・コンポジット信号が与えられる。このステレオ・コンポジット信号は 50 Hz ~ 15 kHz の帯域 (L + R) 信号と、19 kHz のパイロット信号と、38 kHz をキャリアとする (L - R) 信号とからなっている。

【0013】コンポジット信号が与えられる位相検波器 3 には別途 VCO ユニット 5 の正弦波発振回路 7 からの発振信号が与えられる。正弦波発振回路 7 は 19 kHz を目標にフリーラン発振するように設計されているが、それ自身の発振周波数は 19 kHz からずれるので、位相検波器 3 の出力によって 19 kHz の発振周波数となるよう制御されるようになっている。

【0014】位相検波器 3 に与えられるコンポジット信号中のパイロット信号 (19 kHz) に対し正弦波発振回路 7 から与えられる信号 (A) は約 90° の位相差である。そして両者の位相差が 90° のとき、位相検波器で検出されるエラー信号 (E) は 0 となり、位相差が 90° からずれると、そのずれの方向と、ずれ量に応じた信号が検波出力として出力される。このエラー信号 (E) はフィルタ 4 で直流化された後、VCO ユニット 5 の電圧・電流変換回路 6 で電流に変換され、その電流信号によって正弦波発振回路 7 の発振周波数を前記エラー信号が 0 になるように制御する。これによって正弦波発振回路 7 の発振周波数は正しく 19 kHz となる。その際、正弦波発振回路 7 の出力 (A) はパイロット信号に対し 90° の位相差となり、出力 (B) は 0° とな

る。

【0015】正弦波発振回路 7 は時定数をもつ 2 つのフィルタ 7a, 7b を従続接続し、その出力を人力側へ帰還することによって発振を行なうように構成されている。そして、フィルタ 7a, 7b の時定数をエラー信号で制御することによって発振周波数を可変できるように構成されているが、この正弦波発振回路 7 の具体的な構成については、後で図 3 を参照して詳細に説明する。

【0016】さて、前記正弦波発振回路 7 の出力 (B) は同期検波器 8 に与えられ、ここで入力端子 2 から与えられるコンポジット信号中のパイロット信号と乗算される。同期検波器 8 の出力は次段のコンパレータ 9 で予め定めた基準値と比較され、その基準値以上であれば LED (発光ダイオード) 10 が点灯し、ステレオ放送であることが表示される。基準値未満であれば LED 10 は点灯しない。このため、入力端子 2 から与えられる信号はパイロット信号 (19 kHz) が存在しないとき (従ってステレオ放送でないとき) は同期検波器 8 による検波出力は 0 であるので、LED 10 は点灯しない。

【0017】入力端子 2 に与えられたコンポジット信号は乗算器 11 にも与えられるが、この乗算器 11 には別途 38 kHz の正弦波が与えられる。この正弦波は正弦波発振回路 7 の出力 (A) (B) を乗算器 12 で乗算して 19 kHz の正弦波発振周波数を 2 倍にした成分を取り出すことによって得られる。乗算器 11 からは L 信号と R 信号が線路 14, 15 にそれぞれ出力されるが、これらの出力には 19 kHz のパイロット信号が乗っているので、この不要成分 (パイロット信号) をパイロットキャンセラ回路 17, 18 で正弦波発振回路 7 からの出力 (B) を用いてキャンセルするようしている。その際、出力 (B) は増幅器 16 で増幅された後、パイロットキャンセラ回路 17, 18 へ与えられる。

【0018】ここで、前記乗算器 11 の具体的構成を図 2 に示し、説明する。図 2 において、端子 19 を通してコンポジット信号が入力され、端子 20, 21 間に 38 kHz の正弦波信号が与えられる。コンポジット信号はダブルバランス型の差動増幅器の下段の差動対トランジスタ T1, T2 で増幅されて、それらのコレクタ側に出力される。これらの出力は上段の差動対トランジスタ T3 ~ T6 が 38 kHz の正弦波信号によりスイッチング制御されることにより、出力端子 26 には L 信号、出力端子 27 には R 信号として導出される。24, 25 はそれぞれ負荷抵抗を示している。

【0019】次に前記 VCO ユニット 5 の詳細を示す図 3 について説明する。図中、電圧・電流変換回路 6 は端子 40 を介して与えられる位相検波器 3 からのエラー信号 (電圧) を (+) 入力端子に受ける演算増幅器 41 と、この演算増幅器 41 の出力によって電流値が可変される可変電流源 42, 43 とからなっている。

【0020】44 は後で説明するが、正弦波発振回路 7

の回路上のバラツキを補正するための調整回路であり、定電流駆動されるトランジスタQ34、バッファ増幅器46、トランジスタQ35、トリミング回路45、トランジスタQ36、Q37、Q38等よりなっている。トリミング回路45は後で説明するが、複数の電流源用トランジスタの動・不動をレーザトリミングにより設定することによって、その全体の出力電流値が正弦波発振回路7のバラツキを吸収するように決められている。18は正弦波発振回路7の温度特性を補正し、温度に影響されない安定な発振を行なうことができるよう成す温度特性補償回路である。

【0021】正弦波発振回路7はフィルタ7a、7b以外にフィルタ7bの出力をフィルタ7aの入力側へ18°反転して与える増幅度1の反転増幅器49を有している。フィルタ7aは図示の如く接続された一対のgm増幅器gm1、gm2とコンデンサC1とでローパスフィルタとして構成されており、フィルタ7bも同じく一対のgm増幅器gm3、gm4とコンデンサC2とでローパスフィルタとして構成されている。

【0022】前記gm増幅器gm1～gm4はいずれも差動増幅器で構成されている。出力端子51の出力(B)が反転増幅器49で反転されて、出力(B)の位*

$$f_0 = (1/2\pi) \cdot (1/(RE \times C)) \cdot (11/10) \dots (1)$$

と表わされる。ここで、コンデンサの容量CはコンデンサC1、C2をチッ化膜等で形成することにより温度の影響を受けないようにすることができる。一方、REは温度特性をもつ。そこで、11/10の温度特性を適当に選んでやれば、発振周波数f0は温度特性をもたないことになる。

【0025】温度特性補償回路48はこの目的で設けられたものであって、その出力によってgm増幅器gm2、gm4の定電流用トランジスタQ11、Q22を制御することによってI1を制御している。尚、温度特性補償回路48において、トランジスタQ28～Q31は定電流源を構成している。

【0026】上記(1)式において、RE、C及び11/10は回路を構成する各素子のバラツキによってバラツクので、発振周波数f0も製品ごとに異なった値となる。もちろん、f0は図1に示される制御ループによってパイロット周波数(19kHz)になるように制御されるが、正弦波発振回路7自体のバラツキが大きい場合には、制御範囲を超てしまい、パイロット周波数で発振ができない状態となる。

【0027】そこで、本実施例において、バラツキをgm増幅器gm1、gm3の定電流(フリーラン発振時の定電流)のトリミング調整によって抑えるようにするが、調整回路44である。この調整回路44の中心を成すのはトリミング回路45であるので、このトリミング回路45の詳細を図4に示し説明する。同図において、トリミング回路45は全体がカレントミラー回路として

*相対し180°の位相差でgm増幅器のトランジスタQ7のベースに入力される。このgm増幅器gm1の出力は次段のgm増幅器gm2のトランジスタQ15の山力からエミタフォロアトランジスタQ16のエミッタに導出されるが、このエミッタでの位相はトランジスタQ7のベースでの位相に対し90°進んだものとなっている。

【0023】この信号はgm増幅器gm3及びgm4を経た後、エミッタフォロアQ27のエミッタ側へ導出されるが、このエミッタでの位相は更にトランジスタQ16のエミッタの位相よりも90°進んでいる。即ち、gm増幅器は1対で入力を90°移相して出力する。従って、2対のgm増幅器によって180°の移相を行なうが、その出力を更に反転増幅器49で180°反転してgm増幅器gm1へ帰還することにより発振が実現される。端子50は発振出力を取り出すようになっている。

【0024】コンデンサC1とC2の容量値は互いに等しくC1=C2=Cとし、トランジスタQ7、Q8及びQ18、Q19のエミッタ抵抗RE1、RE2、RE3、RE4はいずれも等しく、RE1=RE2=RE3=RE4=REとするとき、正弦波発振回路7のフリーラン発振周波数f0は、

$$f_0 = (1/2\pi) \cdot (1/(RE \times C)) \cdot (11/10) \dots (1)$$

構成されており、その入力側トランジスタQ40に対し、4個の出力トランジスタQ41～Q44が設けられ、これらの出力側トランジスタQ41～Q44の各々のコレクタには導体部P1～P4が図示の如く接続され、それらの導体部P1～P4の他端は共通に接続されている。

【0028】導体部P1～P4はレーザービーム53によってカットできるようになっており、カットされた導体部に対応するトランジスタは実質的に除かれる(不動作設定される)ことになる。出力側トランジスタQ41、Q42、Q43、Q44はその電流が例えば入力電流Iに対し、I、2I、4I、8Iという具合に選ばれているので、導体部P1～P4のカットにより動作しうるトランジスタの組合せを選ぶことによりトータルの出力電流として、I、2I、3I、4I、5I、…、15Iのうち1つを設定することができる。

【0029】尚、図4の例に拘泥することなく、出力側のトランジスタをいくつ設けてもよく、また、それらの電流値を適当な値に定めてもよいことはいうまでもない。図4において、52はカレントミラー回路であり、(a) (b)は図3の(a) (b)に対応している。

【0030】上述したように本実施例では、正弦波発振回路7を時定数をもつフィルタ7a、7bで構成し、そのフィルタを差動増幅器によるgm増幅器とコンデンサで構成しているので、その差動増幅器の定電流をコントロール信号で制御することによってgmを制御し、発振周波数を任意かつ安定に制御することができる。また

7

のバラツキを吸収できるため、周波数のトリミングが容易であるとともに、ステレオマルチブレクサ回路の無調整化を実現できる。

【0031】更に、上記正弦波発振回路をICとして形成する場合、コンデンサC1、C2の温度係数はほぼ0である。従って、発振周波数の温度依存性はgmの温度係数によって規定されるが、定電流に所定の温度係数をもたせてgmの温度係数をキャンセルすることで比較的簡単に発振周波数の温度補正が可能である。

【0032】また、端子50、51で示されるように任意の点で同一の周波数でかつ任意の位相差をもった信号を取り出すことができるため、PLL(フェーズ・ロックド・ループ)化したときに移相器が不要である。

【0033】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、差動増幅器の定電流をコントロール信号で制御することによってgmを制御し、発振周波数を任意かつ安定に制御することができる。また、フリーラン発振時の定電流をトリミング調整することで、フィルタの構成素子のバラツキを吸収できるため、周波数のトリミングが容易であるとともに、ステレオマルチブレクサ回路の無調整化を実現できる。また、時定数をもつフィルタで構成した発振回路は正弦波発振回路として構成できるので、ステレオマルチブレクサ回路においてバイロットキャンセルする際に、この発振回路の出力をそのまま用いることができる。

10

8

【0034】更に、上記発振回路をICとして形成する場合、コンデンサの温度係数はほぼ0である。従って、発振周波数の温度依存性はgmの温度係数によって規定されるが、定電流に所定の温度係数をもたせてgmの温度係数をキャンセルすることで比較的簡単に発振周波数の温度補正が可能である。

【0035】また、任意の点で同一の周波数でかつ任意の位相差をもった信号を取り出すことができるため、PLL(フェーズ・ロックド・ループ)化したときに移相器が不要である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を実施したステレオマルチブレクサ回路のブロック図。

【図2】その一部の具体的回路図。

【図3】その正弦波発振回路の回路構成図。

【図4】そのトリミング回路の回路構成図。

【符号の説明】

3 位相検波器

5 VCOユニット

7 正弦波発振回路

7a, 7b フィルタ

17, 18 バイロットキャンセラ回路

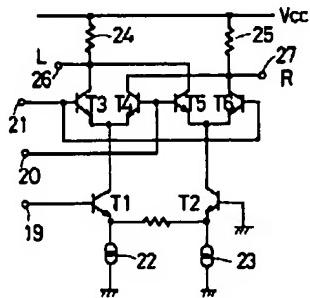
44 調整回路

45 トリミング回路

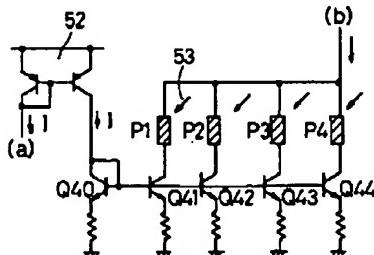
48 温度特性補償回路

49 反転増幅器

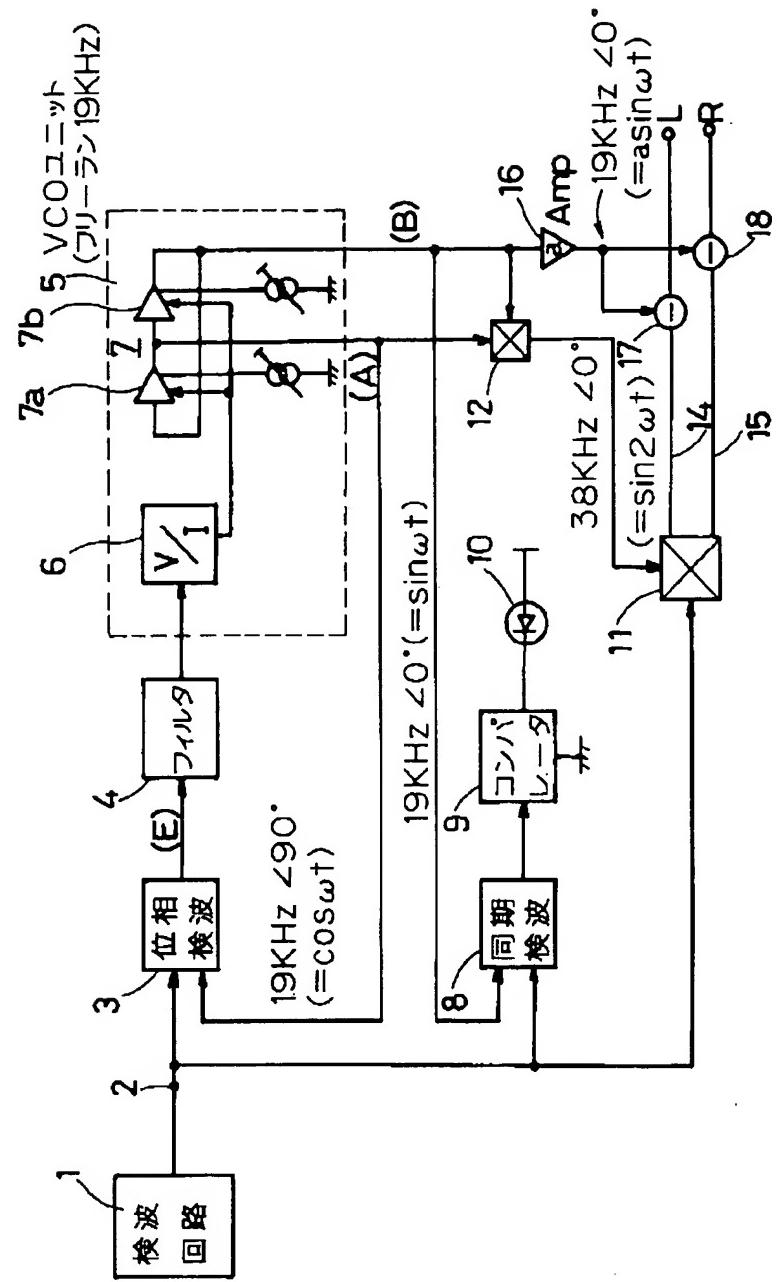
【図2】



【図4】



[図1]



[図3]

